

# Conversor de Frecuencia con Control Vectorial para Aplicaciones de Conformado de Haz en Agrupaciones de Antenas en Recepción

Reinel Marante<sup>(1)</sup>, Leysi Rizo<sup>(2)</sup>, Lorena Cabria<sup>(1)</sup>, José A. García<sup>(1)</sup>, Ángel Mediavilla<sup>(1)</sup>.

maranter@unican.es, leysi@electronica.cujae.edu.cu, lorena.cabria@unican.es, joseangel.garcia@unican.es, media@dicom.unican.es.

<sup>(1)</sup> Dpto. Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria, Avda. Los Castros s/n, 39005 Santander, Cantabria, España.

<sup>(2)</sup> Dpto. Telecomunicaciones. Instituto Superior Politécnico “José A. Echeverría”, ISPJAE. Calle 114 e/ 119 y 127, Ciudad Habana, Cuba.

**Abstract-** In this paper, a simple and non expensive solution to be employed as constitutive element in receiving phased arrays is proposed. Properly adjusting a PHEMT gate biasing voltage, when used in an active mixing topology, the fundamental component of the time-varying transconductance may be controlled both in magnitude and sign. In this way, a down-converting I/Q architecture implemented over such mixers could allow introducing the desired level and phase shifting over the resulting intermediate frequency (IF) signal for beamsteering or beamforming purposes.

A proof of concept lab model at the 900 MHz band has been designed and tested over the NE3210s01 device. A four quadrant phase control is demonstrated along a 10 dB level range, validating the suggested approach. The array unit performance in terms of the desired and intermodulation distortion components is also accurately predicted from the derivatives' profile of device main nonlinearity.

## I. INTRODUCCIÓN

Los sistemas modernos de comunicaciones inalámbricas, tales como los enlaces satelitales, la telefonía móvil de última generación o las redes de datos de alta velocidad, reclaman cada vez mayores prestaciones de capacidad, eficiencia y fiabilidad. Lograr todo esto, sin incrementar sobremanera los costos y el consumo de los sistemas, se ha convertido en el verdadero reto para los ingenieros involucrados en el diseño de los mismos.

Además de las tendencias a la integración de los dispositivos y a la búsqueda de una mayor eficiencia energética, las nuevas tecnologías de radiocomunicaciones precisan de la incorporación de técnicas de conformado de haz en las estructuras radiantes. La capacidad de conformar el patrón de radiación de las antenas según la dirección deseada encuentra muchas aplicaciones, tanto en comunicaciones civiles como militares [1], entre las que destaca la protección frente a reflexiones o interferencias, la operación en condiciones de alta variabilidad, o el multiplexado temporal en el dominio del espacio.

Para actuar sobre la dirección de apuntamiento de los arreglos de antenas es necesario controlar la amplitud y la fase entre los elementos que le componen. Este control se

puede realizar mecánica o electrónicamente, llegando a incorporar incluso técnicas avanzadas de procesamiento digital de señal. En sistemas de alta compactibilidad, el caso de los terminales de usuario, se han de ofrecer dichas prestaciones mediante soluciones baratas y eficientes, tanto en consumo de energía como en tamaño y complejidad estructural, razón por la cual se viene prestando especial atención a los circuitos multifunción, las antenas activas, o las técnicas de diseño basadas en el dispositivo.

En este trabajo se propone un conversor hacia abajo en frecuencia, capaz de controlar simultáneamente la amplitud y la fase de la señal resultante, con miras a su utilización en agrupaciones de antenas en recepción de muy bajo coste. Usando el principio cartesiano, I/Q, sobre mezcladores activos en tecnología PHEMT, es posible controlar el desfase a lo largo de los cuatro cuadrantes para un rango de amplitud superior a los 10 dB. Gracias a las particularidades del comportamiento no lineal de estos transistores, combinando un nivel apropiado de oscilador local (OL) con el ajuste de la polarización en puerta es posible garantizar el mencionado rango de variación a través de una topología simple con óptima eficiencia de conversión. La distorsión de intermodulación, de principal importancia para la correcta recepción de formatos complejos de señal en comunicaciones inalámbricas, puede ser convenientemente estimada y acotada a partir del perfil de las derivadas de la característica  $I_{ds}(V_{in})$  del dispositivo empleado.

## II. CARACTERÍSTICAS GENERALES DEL DISEÑO

El esquema de conversión I/Q propuesto se muestra en la Fig. 1, donde la excitación en cuadratura de los mezcladores a la frecuencia de OL se logra gracias a un híbrido 90°. La señal de RF proveniente de la antena se divide en fase, y se combina con la señal de OL a la entrada de cada mezclador gracias a una estructura Wilkinson impresa del mismo tipo.

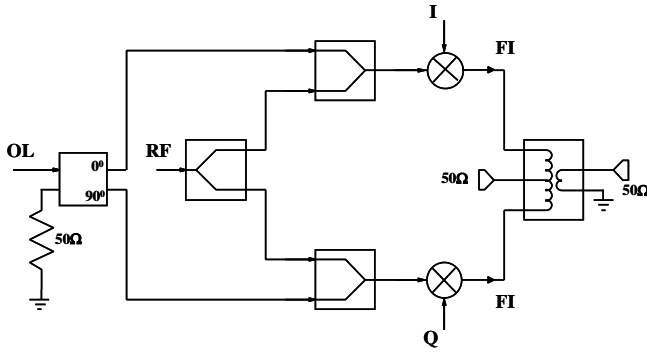


Fig. 1. Esquema general del conversor I/Q.

A través de las entradas I y Q se puede controlar la función de transferencia en conversión de los mezcladores, tanto en amplitud como en signo; y al sumar las componentes de frecuencia intermedia (IF) resultantes de ambas ramas, por medio de un transformador híbrido, se puede garantizar el control vectorial deseado a lo largo de 360° junto a una adaptación apropiada.

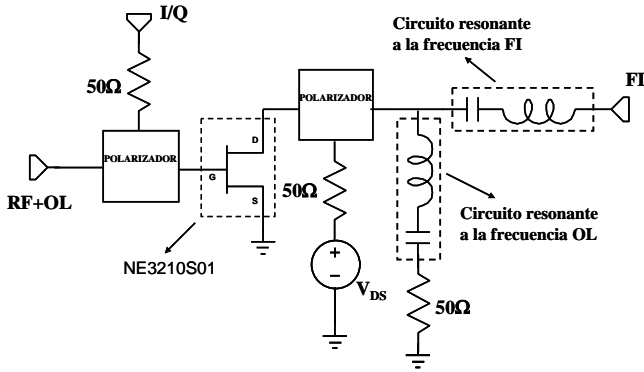


Fig. 2. Esquema simplificado del mezclador activo por puerta.

En la Fig. 2 se muestra la estructura de los mezcladores empleados en el demodulador. Estos utilizan transistores comerciales PHEMT NE3210s01 de NEC Semiconductors. Las redes de adaptación y de polarización han sido diseñadas para garantizar un régimen de trabajo sobre una impedancia

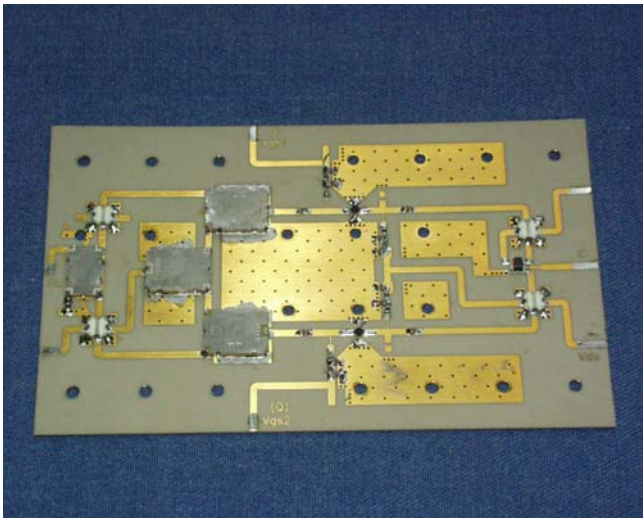


Fig. 3. Vista de la implementación del diseño.

de carga de 50 Ω a las componentes de frecuencia involucradas, de modo a situar el máximo de conversión asociado a la saturación de la característica  $I_{ds}(V_{in})$  en una región de polarización lejos de la conducción de la unión de puerta, y por lo tanto de mayor fiabilidad en la operación del dispositivo (ver sección III).

La Fig. 3 muestra la implementación física del diseño, donde se han utilizados dispositivos comerciales X2AS de Anaren para los cruces de las líneas. El híbrido de 90°, 1D1304-3, y los combinadores en fase, 4D1304, son también del mismo fabricante. Como transformador híbrido para sumar las componentes de IF se ha usado el TC1-1T+ de Mini-circuits.

### III. COMPORTAMIENTO NO LINEAL DE LOS TRANSISTORES

Como ya se ha mencionado anteriormente, el circuito diseñado explota principalmente las particularidades del comportamiento no lineal de los transistores PHEMT para el control de la ganancia de conversión de un mezclador activo por puerta en dos regiones con valores de fase opuestos. Para conocer con exactitud los puntos de polarización óptimos, donde se podría esperar una mejor eficiencia en la mezcla de frecuencias, se realizó una caracterización detallada del dispositivo PHEMT seleccionado (el NE3210s01). Estas medidas permiten también predecir y acotar el comportamiento en distorsión de intermodulación de dicha topología mezcladora.

La principal no linealidad de un FET viene asociada a su transconductancia, es decir, a la variación de la corriente a su salida (en drenador) con la variación de la tensión a su entrada (entre los terminales de puerta y fuente), representada en los modelos como una fuente de corriente controlada. Es precisamente este perfil no lineal  $I_{ds}(V_{in})$  el que se aprovecha para la mezcla de interés, y se puede representar a lo largo de la línea de carga seleccionada mediante su expansión según una Serie de Taylor de grado  $n$ , en una aproximación simplificada al modelo de la fuente de corriente en [2]:

$$I_{ds}(V_{in}) = I_{DS}(V_{IN}) + G_1 v_{in} + G_2 v_{in}^2 + G_3 v_{in}^3 + \dots + G_n v_{in}^n \quad (1)$$

donde

$$G_i = \frac{1}{i!} \left. \frac{\partial^i I_{ds}}{\partial V_{in}^i} \right|_{V_{IN}} \quad (2)$$

Los subíndices en mayúsculas se refieren a los valores estáticos o de reposo (DC), mientras que los subíndices en minúsculas incluyen los valores dinámicos (RF).

En la mezcla activa por puerta [3], se busca maximizar la amplitud del primer armónico de la forma de onda periódica según la cual varía la transconductancia ante la excitación de OL. Para ello se polariza inicialmente al transistor en aquellos sitios donde la variación de  $G_1$  con la tensión en puerta es muy pronunciada, es decir, en los valores de  $V_{gs}$  correspondientes a los picos de la segunda derivada,  $G_2$ .

Para los dispositivos PHEMT, que presentan compresión de la transconductancia, existen dos regiones donde se puede obtener máxima ganancia de conversión con la peculiaridad de que la corriente resultante a la salida en FI tendrá fases

opuestas. Estas regiones están asociadas a no linealidades de tipo par, la transición de pinchoff a saturación y la transición de saturación a la zona lineal [4]. En la medida en que se eleva la impedancia en drenador a la frecuencia de OL, dicha transición se produce a un valor menor de tensión en puerta, pero la ganancia de conversión se reduce. La selección del valor apropiado se realiza buscando un compromiso entre buenas prestaciones y fiabilidad, siendo  $50\ \Omega$  una buena elección para el NE3210s01 [4].

La Fig. 4 muestra las derivadas  $G_I$  y  $G_3$  extraídas del transistor sobre una línea de carga de tal valor, y representadas frente a la tensión puerta-fuente. Se pueden observar claramente las zonas de mayor variación de  $G_I$  y cómo coinciden aproximadamente con los ceros de  $G_3$  (probablemente la mejor definición de las transición entre regiones). La extracción se realizó con una excitación de pequeña señal y baja frecuencia en puerta según el procedimiento clásico [3], pero ajustando la polarización en dicho terminal según una señal triangular con ayuda de un generador vectorial de señales, de modo a cubrir un rango de valores de tensión desde por debajo de pinchoff hasta valores positivos previos a la conducción por puerta.

La evolución de la componente fundamental de señal en drenador, así como de los armónicos segundo y tercero, se captura con ayuda un analizador vectorial de señales (VSA 80600S de Agilent) y se hace corresponder en el tiempo con la tensión a la entrada. Para ello se ha inyectado previamente una señal pulsada con el fin de calcular las demoras exactas que introduce todo el sistema de medida. Se ha podido identificar así un valor de pinchoff alrededor de  $-0.8\text{V}$  y una transición de saturación a la zona lineal en  $-0.1\text{V}$ .

#### IV. CONTROL DE LA AMPLITUD Y LA FASE

Habiendo identificado apropiadamente las regiones de trabajo donde se obtendrían mejores prestaciones en conversión, se pueden analizar las combinaciones de tensiones que se deben insertar por las entradas I y Q para obtener los perfiles de amplitud y fase en el elemento de la agrupación. Para lograr esto se ha caracterizado el circuito diseñado teniendo en cuenta su respuesta frente a todas las combinaciones de tensiones de polarización posibles.

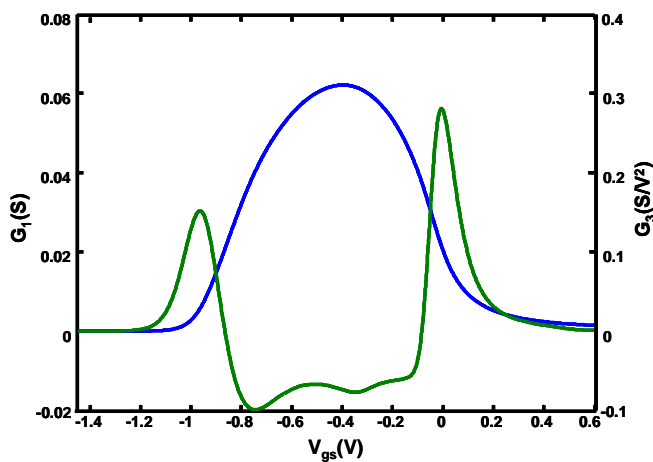


Fig. 4. Derivadas extraídas del transistor PHEMT NE3210s01 de NEC Semiconductors. La curva azul representa la evolución de  $G_I$  mientras que la verde representa a  $G_3$ .

El sistema de medida mostrado en la Fig. 5 muestra como se llevó a cabo la caracterización del circuito. Por medio de un generador vectorial de señales se inyectó una señal triangular por la entrada I que barriera las tensiones entre  $-0.8\text{ V}$  y  $0.2\text{ V}$ , mientras que la entrada Q se excitó con una señal escalón que también fuera barriendo el rango después de cada barrido en I. La señal de salida fue capturada con un VSA, obteniéndose un perfil de la señal a la salida con respecto a todas las combinaciones de las polarizaciones I y Q.

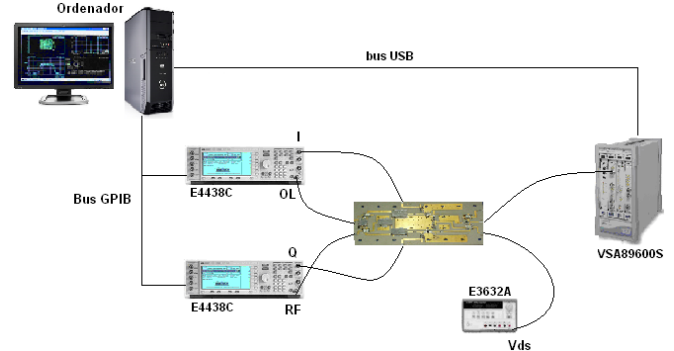
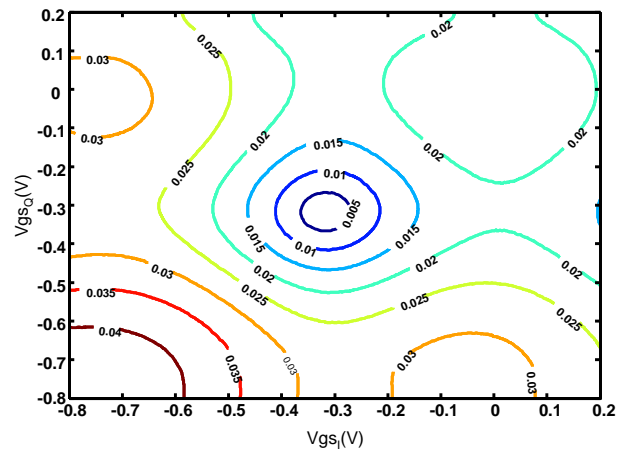


Fig. 5. Sistema de medida empleado en la caracterización del conversor de frecuencia.

El sistema se excitó con una señal de RF de dos tonos separados a  $1\text{ MHz}$  sobre una portadora de  $950\text{ MHz}$  y con una señal de OL de  $900\text{ MHz}$ , la potencia de entrada a la cual se logró un mejor perfil a la salida, tanto de la señal deseada como de la distorsión fue  $3\text{ dBm}$ . Para analizar la distorsión de tercer orden y el comportamiento del circuito frente a la señal de 2 tonos empleada, se sintonizó el VSA a  $2f_{FI1}-f_{FI2}$ , en este caso  $48.5\text{ MHz}$ .

#### A. Resultados de las medidas

Las curvas de amplitud constante obtenidas a la salida del circuito para todas las combinaciones de  $V_{gs}$  en I y Q se pueden observar en la Fig. 6. Para garantizar un correcto barrido de  $360^\circ$  en la fase, al valor de amplitud deseado, es preciso tomar los círculos cercanos al centro de la gráfica. Se ha seleccionado como círculo de máxima amplitud a  $f_{FI1}$  el correspondiente a la curva con valor  $0.015$ , obteniéndose de los ejes las componentes I y Q necesarias para generarla.



Para demostrar qué tan bueno es el control logrado en la amplitud y la fase a la salida del circuito implementado se ha generado el círculo de máxima conversión así como otro con un nivel 10 dB inferior. Interpolando las señales I y Q generadas en la característica previamente medida del circuito, se han estimado los círculos a obtener a la salida. En la Fig. 7, sobre un diagrama polar, se comparan los círculos trazados por las señales medidas con el VSA y las respectivas predicciones mediante simulación.

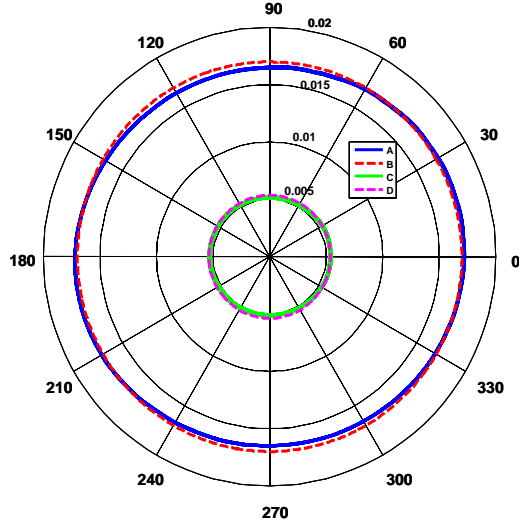


Fig. 7. Círculos de amplitud generados con las señales I/Q. A: círculo de amplitud máxima medido, B: círculo de amplitud máxima simulado, C: círculo atenuado medido, y D: círculo atenuado simulado.

La comparación entre la medida y la simulación brinda una idea de la eficacia del diseño para controlar la amplitud de la señal en cada uno de los elementos de la agrupación en recepción, manteniéndose prácticamente constante a lo largo de los cuatro cuadrantes de variación en la fase.

#### B. Medidas de distorsión

Como ya es sabido [5], las no linealidades de los dispositivos activos son causantes de la distorsión de intermodulación de tercer orden en banda, la cual puede afectar en gran medida la correcta recuperación del mensaje o interferir canales y sistemas operando en bandas adyacentes. Se ha seguido el mismo método empleado para la extracción de los círculos a la frecuencia fundamental, pero con la señal capturada a la frecuencia  $2f_{F11}-f_{F12}$ . La Fig. 8 muestra, también en un diagrama polar, los perfiles de distorsión correspondientes a una conversión con amplitud máxima y a una conversión con una atenuación relativa de 10 dB, ya detalladas en la subsección anterior.

Es de apreciar que la distorsión no se mantiene constante al barrer la fase. El hecho de que existan valores de fase para los cuales la distorsión es mínima nos permite tener también cierto control sobre la distorsión a introducir en la agrupación receptora. Para el conformado del patrón de radiación de las antenas sólo es necesario el control de la fase relativa entre los elementos del arreglo [6], por lo que es posible escoger combinaciones de fase en el conversor de tal modo que tenga una linealidad aceptable.

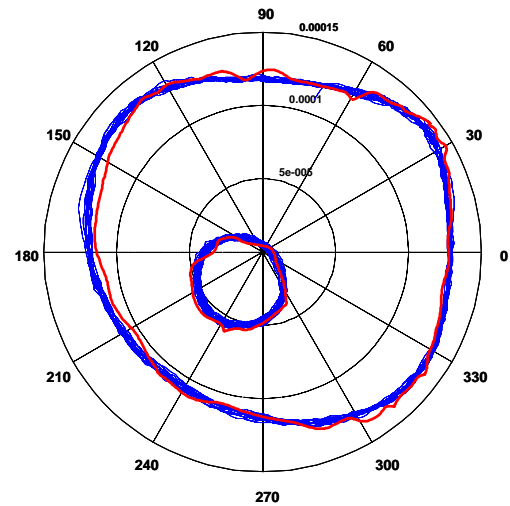


Fig. 8. Medidas de la distorsión de intermodulación para las señales correspondientes al círculo de máxima amplitud y al atenuado en 10 dB. Las curvas azules corresponden a las medidas y las rojas a las simulaciones.

#### V. CONCLUSIONES

En este trabajo se ha diseñado un circuito conversor en topología I/Q con capacidad para controlar la amplitud y la fase de la señal recibida por el elemento de antena, y fundamentado en las características del comportamiento no lineal de un PHEMT usado como mezclador activo por puerta. Se ha implementado un modelo de laboratorio y se ha medido en conversión, demostrando la validez de la solución propuesta para cubrir los 360° de variación angular con una amplitud prácticamente constante, también ajustable. Se ha caracterizado además su comportamiento en distorsión de intermodulación, detectándose valores mínimos, los cuales se pueden aprovechar para garantizar una mayor linealidad de la agrupación activa en el proceso de recepción.

Como objetivos futuros de este trabajo está la implementación del arreglo de antenas, de cara a verificar el conformado del patrón.

#### AGRADECIMIENTOS

Los autores quieren agradecer la financiación proporcionada por el Ministerio de Ciencia e Innovación (MICINN) y por la Agencia Española de Cooperación Internacional al Desarrollo (AECID) a través de los proyectos TEC2008-06684-C03-01/TEC, CSD2008-00068 y la Acción Integrada D/018607/08.

#### REFERENCIAS

- [1] J. Blogh and L. Hanzo, *Third-Generation Systems and Intelligent Wireless Networking: Smart Antennas and Adaptive Modulation*, 1st ed., Wiley-IEEE Press, April 2002.
- [2] S. Maas, *Microwave Mixers*, Artech House, 2<sup>nd</sup> ed., 1993.
- [3] S. Maas, *Nonlinear Microwave and RF Circuits*, Artech House, 2<sup>nd</sup> ed., 2003.
- [4] L. Cabria and J. A. García, "A PHEMT-based Phase Conjugator for Full-Duplex Retrodirective Arrays", *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 18, pp. 368-370, May 2008.
- [5] J. C. Pedro and N. Borges, *Intermodulation Distortion in Microwaves and Wireless Circuits*, Artech House, 1st ed., 2003.
- [6] G. V. Tsoulos, *Adaptive Antennas for Wireless Communications*, 1st ed., Wiley-IEEE Press, Jan. 2001.